

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2001-136447

(P2001-136447A)

(43) 公開日 平成13年5月18日 (2001.5.18)

(51) Int. Cl. ⁷	識別記号	F I	テームコード* (参考)
H 0 4 N	5/44	H 0 4 N 5/44	K 5 C 0 2 5
			L 5 K 0 2 0
H 0 4 B	1/10	H 0 4 B 1/10	E 5 K 0 5 2
	1/26	1/26	H

審査請求 未請求 請求項の数 7 O L (全 8 頁)

(21) 出願番号 特願平11-317703

(22) 出願日 平成11年11月9日 (1999.11.9)

(71) 出願人 000010098

アルプス電気株式会社

東京都大田区雪谷大塚町1番7号

(72) 発明者 鈴木 武男

東京都大田区雪谷大塚町1番7号 アルプ

ス電気株式会社内

F ターム (参考) 5C025 AA25 AA27 AA28 DA01

5K020 AA02 BB09 DD03 EE04 EE16

HH13 JJ05 LL01

5K052 AA02 BB03 DD04 EE04 EE17

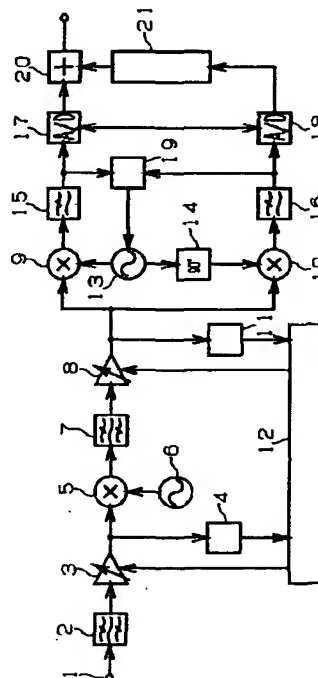
EE22 FF00 GG13 GG26 GG33

(54) 【発明の名称】 デジタルテレビジョン受信用チューナ

(57) 【要約】

【課題】 希望波と非希望波とのレベルの大きさに拘わらず、混変調が起こらず、雑音指数が良好なデジタルテレビジョンチューナを実現することを目的とする。

【解決手段】 受信した希望波と非希望波とを低雑音増幅器3で増幅し、希望波を混合器5で中間周波信号に変換し、希望波の中間周波信号を中間周波フィルタ7で抽出し、中間周波増幅器8で増幅する。また、低雑音増幅器3と中間周波増幅器8との出力を検波し、低雑音増幅器3と中間周波増幅器8との出力のレベルに応じて、A G C 電圧処理回路12が低雑音増幅器3の利得を制御すると共に、低雑音増幅器3と中間周波増幅器8との出力のレベルに応じて、A G C 電圧処理回路12が中間周波増幅器8の利得を制御する。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 受信したデジタルテレビジョン信号を増幅する広帯域の低雑音増幅器と、前記低雑音増幅器で増幅された前記デジタルテレビジョン信号を中間周波信号に変換する混合器と、前記中間周波信号を通過帯域とする中間周波フィルタと、前記中間周波フィルタを通過した中間周波信号を増幅する中間周波増幅器と、前記中間周波フィルタより前段の信号を検波する第一の検波回路と、前記中間周波フィルタより後段の信号を検波する第二の検波回路と前記第一の検波回路と前記第二の検波回路の出力が入力され、前記低雑音増幅器と前記中間周波増幅器との利得を制御するAGC電圧処理回路とを有し、前記AGC電圧処理回路は、前記第一の検波回路と前記第二の検波回路の出力によって前記低雑音増幅器の利得を制御すると共に、前記第一の検波回路と前記第二の検波回路の出力によって前記中間周波増幅器の利得を制御することを特徴とするデジタルテレビジョン受信チューナ。

【請求項2】 前記第一の検波回路は、前記低雑音増幅器の出力を検波し、前記第二の検波回路は、前記中間周波増幅器の出力を検波することを特徴とする請求項1記載のデジタルテレビジョン受信チューナ。

【請求項3】 受信すべきデジタルテレビジョン信号からなる希望波の前記低雑音増幅器への入力レベルが、その他のデジタルテレビジョン信号及びアナログテレビジョン信号とからなる非希望波の前記低雑音増幅器への入力レベルより小さいときには、前記混合器において発生する混変調のレベルが所定以下となるように前記低雑音増幅器の利得を前記AGC電圧処理回路によって制御することを特徴とする請求項2記載のデジタルテレビジョン受信チューナ。

【請求項4】 前記希望波の前記低雑音増幅器への入力レベルが、前記非希望波の前記低雑音増幅器への入力レベルより小さいときには、前記混合器へ入力される非希望波のレベルが所定となるように前記低雑音増幅器の利得を前記AGC電圧処理回路によって制御することを特徴とする請求項3記載のデジタルテレビジョン受信チューナ。

【請求項5】 前記希望波の前記低雑音増幅器への入力レベルが、前記非希望波の前記低雑音増幅器への入力レベルより大きいときには、前記低雑音増幅器から前記中間周波増幅器までの総合の雑音指数が所定レベルとなるように前記低雑音増幅器の利得を前記AGC電圧処理回路によって制御することを特徴とする請求項3または4記載のデジタルテレビジョン受信チューナ。

【請求項6】 前記希望波の前記低雑音増幅器への入力レベルが、前記非希望波の前記低雑音増幅器への入力レベルより大きいときには、前記混合器へ入力される希望波のレベルが所定となるように前記低雑音増幅器の利得を前記AGC電圧処理回路によって制御することを特徴

とする請求項5記載のデジタルテレビジョン受信チューナ。

【請求項7】 前記AGC電圧処理回路は、前記中間周波増幅器の出力レベルを所定値にするように前記中間周波増幅器の利得を制御することを特徴とする請求項3乃至6何れかに記載のデジタルテレビジョン受信チューナ。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、いわゆる地上波またはケーブルで送信されるデジタルテレビジョン信号を復調してベースバンド信号を出力するデジタルテレビジョン受信チューナに関する。

【0002】

【従来の技術】図3は発明者が従来から考えていたデジタルテレビジョン受信チューナの構成図であり、入力端31には、デジタルテレビジョン信号の他にもアナログテレビジョン信号（総称してテレビジョン信号という）が入力される。入力されたテレビジョン信号は、バンドパスフィルタ32、広帯域の低雑音増幅器33を順次通過して周波数変換手段である混合器34に入力される。入力されるテレビジョン信号はおよそ55MHzから806MHzの所定周波数帯域内に割り当てられたチャンネル（米国のテレビジョンチャンネルの例）に配列されており、デジタルテレビジョン信号はアナログテレビジョン信号に割り当てられたチャンネルに隣接に配列されている場合が多い。以下受信すべきデジタルテレビジョン信号を希望波といい、その他のデジタルテレビジョン信号及びアナログテレビジョン信号を非希望波という。また、デジタルテレビジョン信号のチャンネルの帯域の下端にはキャリアを再生するためのパイロット信号が重畳されている。

【0003】混合器34には第一の局部発振器35から出力される周波数変換用の第一の局部発振信号が入力される。第一の局部発振器35はPLL回路（図示せず）によって制御され、第一の局部発振信号の周波数は希望波の周波数に対応してその差が1000MHzとなるように、ほぼ1055MHzから1806MHzまで変化する。従って、混合器34からは1000MHzに周波数変換された希望波の信号（中間周波信号という）が得られ、次段に設けられた中間周波フィルタ36によって希望波の中間周波信号のみ抽出される。中間周波フィルタ36はバンドパスフィルタで構成され、中心周波数は1000MHz、通過帯域幅は6MHzである。

【0004】中間周波信号は、中間周波増幅器37で増幅された後、I/Q復調用の混合手段となる二つの混合器38、39に入力されるとともに、中間周波増幅器37の出力は検波回路40に入力される。検波回路40から出力されるAGC電圧は、中間周波増幅器37の出力レベルが所定レベルとなるように中間周波増幅器37の

利得を変化させる。中間周波数は、入力端31に入力されるテレビジョン信号の最高周波数よりも高くしてあるので、混合器34でイメージ妨害を引き起こす信号の周波数は2000MHz以上となる。これらの信号は、バンドパスフィルタ32によって除去されるので、混合器34ではイメージ妨害が起りにくくなっている。

【0005】尚、混合器38、39には復調用の局部発振手段となる第二の局部発振器41から復調用の第二の局部発振信号が入力されるが、一方の混合器38には、第二の局部発振信号が直接入力され、他方の混合器39には位相器42によって90度ずれた第二の局部発振信号が入力される。

【0006】ここで、第二局部発振信号の周波数は希望波の中間周波信号におけるパイロット信号Pdと同じになるように制御されているので(後述)、混合器38、39からは0~6MHzの帯域の互いに直交関係にある二つのベースバンド信号がそれぞれに出力される。即ち、一方の混合器38からはI信号(同相成分)、他方の混合器39からはQ信号(直交成分)が出力される。しかし、中間周波フィルタ36によって隣接チャネルの中間周波信号を完全に除去できないため、下側隣接チャネルのベースバンド信号も僅かのレベルで出力される。各ベースバンド信号は、その後の処理をデジタル的に処理するために、それぞれにローパスフィルタ43、44を通った後にアナログ・デジタル変換器(以下A/D変換器という)45、46に入力される。

【0007】そして、希望波の中間周波信号に重畳されているパイロット信号も混合器38、39とローパスフィルタ43、44とを僅かに漏洩して出力されるので、これをパイロット信号抽出回路47によって抽出し、これをもとにPLL回路(図示せず)によって制御して第二の局部発振器41の発振周波数をパイロット信号の周波数と同じになるようにしている。従って、パイロット信号を利用して第二の局部発振信号を容易に生成できる。

【0008】A/D変換器45、46から出力されるデジタルのI信号およびデジタルのQ信号の周波数成分は、デジタル変換するときのサンプリング周波数にもよるが、およそ10数MHzまで分布する。

【0009】そして、デジタルのI信号が加算手段である加算器48に入力されるとともに、デジタルのQ信号はヒルベルトフィルタ49を通してから加算器48に入力される。ヒルベルトフィルタはヒルベルト変換理論に基づきものであり、デジタルのQ信号の位相を90度元に戻すように働く。ヒルベルトフィルタ49はA/D変換器46の前段に設けてもよいが、後段に設けた方がデジタル的に簡単な処理ができる。また、ヒルベルトフィルタ49の構成も簡単となる。

【0010】

【発明が解決しようとする課題】 以上のように、発明者

が従来考えていた構成では、低雑音増幅器33の利得が固定されていた。このため、入力されるテレビジョン信号のレベルが大きいたときには、混合器34に入力されるレベルも比例して大きくなり、特に混合器34で混発生する変調が問題となる。特に、デジタルテレビジョンと、アナログテレビジョン信号とが混在する場合には、アナログテレビジョン信号のレベルは、デジタルテレビジョン信号のレベルより大きく設定されているので、非希望波であるアナログテレビジョン信号のレベルが混変調に大きく影響を及ぼす。また、混変調を防止するために低雑音増幅器33の利得を低くすると、低雑音増幅器33から中間周波増幅器37までの総合の雑音指数NF(Noise Figure)が大きくなるという相反する問題も生じる。

【0011】そこで、本発明は、希望波と非希望波との相互のレベルの大きさに拘わらず、混合器で発生する混変調のレベルを所定以下とし、低雑音増幅器から中間周波増幅器までの総合の雑音指数を所定レベル以下に抑えることが可能なデジタルテレビジョンチューナを実現することを目的とする。

【0012】

【課題を解決するための手段】 上記の課題を解決するため、本発明のデジタルテレビジョン受信チューナは、受信した希望波を中間周波信号に変換する中間周波混合器と、中間周波混合器の後段に設けられたバンドパスフィルタからなる中間周波フィルタと、中間周波フィルタの前段に設けられた低雑音増幅器と、中間周波フィルタの後段に設けられた中間周波増幅器と、中間周波フィルタより前段の信号を検波する第一の検波回路と、中間周波フィルタより後段の信号を検波する第二の検波回路と、低雑音増幅器及び中間周波増幅器の利得を制御するAGC制御回路とを有し、第一の検波回路と第二の検波回路との出力レベルとに応じて、AGC制御回路により第一の増幅器と低雑音増幅器との利得を連動して制御する。

【0013】また、本発明のデジタルテレビジョン受信チューナは、第一の検波回路は低雑音増幅器の出力レベルを検波し、第二の検波回路は中間周波増幅器の出力レベルを検波する。

【0014】また、本発明のデジタルテレビジョン受信チューナは、中間周波混合器において混変調の発生しない最大のレベルに低雑音増幅器で増幅する。

【0015】また、本発明のデジタルテレビジョン受信チューナのAGC制御回路は、中間周波増幅器の出力レベルを所定値するように中間周波増幅器の利得を制御する。

【0016】また、本発明のデジタルテレビジョン受信チューナは、中間周波フィルタに入力される希望波に隣接する非希望波のレベルに対して、中間周波フィルタに入力される希望波のレベルが大きいたときには、低雑

音増幅器と中間周波増幅器との総合の雑音指数が悪化しない範囲内で低雑音増幅器と中間周波増幅器との利得をAGC制御回路によって制御する。

【0017】

【発明の実施の形態】以下、本発明のデジタルテレビジョンチューナの第一の実施例を図1に基づいて説明する。図1は本発明のデジタルテレビジョンチューナの構成図であり、入力端1には、デジタルテレビジョン信号の他にもアナログテレビジョン信号（総称してテレビジョン信号という）が入力される。入力されたテレビジョン信号は、バンドパスフィルタ32、広帯域の低雑音増幅器33を順次通過して周波数変換手段である混合器34に入力される。入力されるテレビジョン信号はおおよそ55MHzから806MHzの所定周波数帯域内に割り当てられたチャンネル（米国のテレビジョンチャンネルの例）に配列されており、デジタルテレビジョン信号は、アナログテレビジョン信号のチャンネルに隣接するチャンネルに配列されている。以下受信すべきデジタルテレビジョン信号を希望波といい、その他のデジタルテレビジョン信号及びアナログテレビジョン信号を非希望波という。また、デジタルテレビジョン信号のチャンネルの帯域の下端にはキャリアを再生するためのパイロット信号が重畳されている。入力された希望波と非希望波とは、バンドパスフィルタ2、広帯域の低雑音増幅器3を順次通過して周波数変換手段である混合器5に入力される。また、低雑音増幅器3の出力は、第一の検波回路4を介して、後述するAGC電圧処理回路12に入力される。

【0018】混合器5には、希望波及び非希望波と共に第一の局部発振器6から出力される周波数変換用の第一の局部発振信号が入力される。第一の局部発振器6はPLL回路（図示せず）によって制御され、第一の局部発振信号の周波数は希望波の周波数に対応してその差が1000MHzとなるように、ほぼ1055MHzから1806MHzまで変化する。従って、混合器5からは1000MHzに周波数変換された希望波の信号（中間周波信号という）が得られ、次段に設けられた中間周波フィルタ7によって希望波の中間周波信号のみ抽出される。中間周波フィルタ7はバンドパスフィルタで構成され、中心周波数は1000MHz、通過帯域幅は6MHzである。

【0019】中間周波信号は中間周波増幅器8で増幅された後、I/Q復調用の混合手段となる二つの混合器9、10に入力される。また、中間周波増幅器8の出力は第二の検波回路11を介してAGC電圧処理回路12に入力される。

【0020】AGC電圧処理回路12は、時刻tにおける第一の検波回路4の出力レベルと第二の検波回路11の出力レベルとを演算処理して低雑音増幅器3に加えるAGC電圧と中間周波増幅器8に加えるAGC電圧とを

発生し、所定時間経過後の時刻t+1における低雑音増幅器3と中間周波増幅器8との利得を制御する。この場合においてAGC電圧処理回路12は、混合器5で発生する混変調と低雑音増幅器3から中間周波増幅器8までの総合の雑音指数（NF）とが所定レベル以下となるように制御する。

【0021】以下、AGC電圧処理回路12の動作を説明するにあたって、低雑音増幅器3の入力端から中間周波増幅器8の出力端までの各ポイントにおけるレベル関係を下記の通りに定義する。

混合器5で発生する混変調が最大許容レベルとなるときの低雑音増幅器3の出力端における非希望波の最大のレベルをX

低雑音増幅器3から中間周波増幅器8までの総合のNFが最大許容レベルとなるときの低雑音増幅器3の出力端における希望波の最小のレベルをY

混合器9、10の入力端における必要な入力レベルをZ

時刻tにおける低雑音増幅器3の利得をA_t

時刻tにおける中間周波増幅器8の利得をB_t

時刻tにおける第一の検波回路4の出力レベルをa_t

時刻tにおける第二の検波回路の出力レベルをb_t

時刻tにおける希望波の低雑音増幅器3の入端の入力レベルをd_t

時刻tにおける非希望波の低雑音増幅器3の入力端の入力レベルをu_t

【0022】ここで、計算を簡単にするために、仮に中間周波フィルタ7が通過帯域の減衰率が0dBで通過帯域外の減衰率が無限大とすると、時刻tにおける希望波のレベルd_tと非希望波のレベルu_tとは以下の式で表される。以下の式でk₁、k₂は比例定数である。

【数1】

$$d_t = \frac{b_t}{k_2 A_t B_t} \quad (1)$$

【数2】

$$u_t = \frac{1}{k_2 A_t} \left(a_t - \frac{k_1 b_t}{k_2 B_t} \right) \quad (2)$$

【0023】先ず最初に時刻tにおいて、希望波の低雑音増幅器3への入力レベルd_tが、非希望波の低雑音増幅器3への入力レベルu_tより小さいとき（即ちd_t < u_t）には、混変調の観点から混合器5に入力される非希望波のレベルが問題となるので、AGC電圧処理回路12には混合器5で発生する混変調のレベルが最大許容レベル以下となるように低雑音増幅器3の利得A_t+1を数式（3）で示すように制御する。

【数3】

$$A_{t+1} = \frac{X}{u_t} = \frac{k_2^2 A_t B_t X}{k_2 a_t B_t - k_1 b_t} \quad (3)$$

【0024】また、混合器9、10に入力されるレベルはZでなければならないので、AGC電圧処理回路12は中間周波増幅器8の利得 B_{t+1} を数式(4)で示すように制御する。

【数4】

$$B_{t+1} = \frac{Z}{A_d t} = \frac{k_2 B_t Z}{b_t} \quad (4)$$

【0025】次に、時刻tにおいて、希望波の低雑音増幅器3への入力レベル d_t が、非希望波の低雑音増幅器3への入力レベル u_t より大きいとき(即ち $d_t > u_t$)には、低雑音増幅器3から中間周波増幅器8までの総合NFに着目してNFが所定レベルとなるように低雑音増幅器3の利得 A_{t+1} を数式(5)で示すように制御する。

【数5】

$$A_{t+1} = \frac{Y}{d_t} = \frac{k_2 A_t B_t Y}{b_t} \quad (5)$$

【0026】また、混合器9、10に入力されるレベルはZでなければならないので、AGC電圧処理回路12は中間周波増幅器8の利得 B_{t+1} を数式(6)で示すように制御する。

【数6】

$$B_{t+1} = \frac{Z}{A_d t} = \frac{k_2 Z B_t}{b_t} \quad (6)$$

【0027】中間周波信号の周波数は、入力端1に入力されるテレビジョン信号の最高周波数よりも高くしてあるので、混合器5でイメージ妨害を引き起こす信号の周波数は2000MHz以上となる。これらの信号は、バンドパスフィルタ2によって除去されるので、混合器5ではイメージ妨害が起これにくくなっている。

【0028】尚、混合器9、10には復調用の局部発振手段となる第二の局部発振器13から復調用の第二の局部発振信号が入力されるが、一方の混合器9には、第二の局部発振信号が直接入力され、他方の混合器10には位相器14によって90度ずれた第二の局部発振信号が入力される。

【0029】ここで、第二局部発振信号の周波数は希望波の中間周波信号におけるパイロット信号Pdと同じになるように制御されているので(後述)、混合器9、10からは0~6MHzの帯域の互いに直交関係にある二つのベースバンド信号がそれぞれに出力される。即ち、一方の混合器9からはI信号(同相成分)、他方の混合器10からはQ信号(直交成分)が出力される。しかし、中間周波フィルタ7によって隣接チャネルの中間周波信号を完全に除去できないので下側隣接チャネルのベースバンド信号も僅かのレベルで出力される。各ベースバンド信号は、その後の処理をデジタル的に処理する

ために、それぞれにローパスフィルタ15、16を通った後にアナログ・デジタル変換器(以下A/D変換器という)17、18に入力される。

【0030】そして、希望波の中間周波信号に重畳されているパイロット信号も混合器9、10とローパスフィルタ15、16とを僅かに漏洩して出力されるので、これをパイロット信号抽出回路19によって抽出し、これをもとにPLL回路(図示せず)によって制御して第二の局部発振器13の発振周波数をパイロット信号の周波数と同じになるようにしている。従って、パイロット信号を利用して第二の局部発振信号を容易に生成できる。

【0031】A/D変換器17、18から出力されるデジタルのI信号およびデジタルのQ信号の周波数成分は、デジタル変換するときのサンプリング周波数にもよるが、およそ10数MHzまで分布する。

【0032】そして、デジタルIの信号が加算手段である加算器20に入力されるとともに、デジタルのQ信号はヒルベルトフィルタ21を通してから加算器20に入力される。ヒルベルトフィルタはヒルベルト変換理論に基づいたものであり、デジタルのQ信号の位相を90度元に戻すように働く。ヒルベルトフィルタ21はA/D変換器18の前段に設けてもよいが、後段に設けた方がデジタル的に簡単な処理ができる。また、ヒルベルトフィルタ21の構成も簡単となる。

【0033】図2は本発明の第二の実施例を示す構成図である。この第二の実施例において、図1に示した第一の実施例との相違箇所は、第一の検波回路4が低雑音増幅器3の入力レベルを検波しており、第二の検波回路11が中間周波増幅器8の入力レベルを検波している点である。

【0034】図2に示す第二の実施例において、バンドパスフィルタ2、第一の局部発振器6、中間周波混合器5、中間周波フィルタ7、混合器9、10、第二の局部発振器13、位相器14、ローパスフィルタ15、16、A/D変換器17、18、パイロット信号抽出回路19、加算器20、ヒルベルトフィルタ21等の機能及び動作は、図1に示す第一の実施例と同様であるので重複する説明は省略する。

【0035】図2において、バンドパスフィルタ2の出力は、低雑音増幅器3と第一の検波回路4とに入力される。また、中間周波フィルタ7の出力は第二の検波回路11と中間周波増幅器8とに入力される。AGC電圧処理回路12は、第一の検波回路4の出力レベルと第二の検波回路11の出力レベルとから低雑音増幅器3と中間周波増幅器8との利得を制御する。

【0036】以下、AGC電圧処理回路12の動作を説明するにあたって、低雑音増幅器3の入力端から中間周波増幅器8の出力端までの各ポイントにおけるレベル関係を下記の通りに定義する。

混合器5で発生する混変調が最大許容レベルとなるとき

の低雑音増幅器 3 の出力端における非希望波の最大のレベルを X

低雑音増幅器 3 から中間周波増幅器 8 までの総合の NF が最大許容レベルとなるとき低雑音増幅器 3 の出力端における希望波の最小のレベルを Y

混合器 9、10 の入力端における必要な入力レベルを Z
時刻 t における低雑音増幅器 3 の利得を A_t

時刻 t における中間周波増幅器 8 の利得を B_t

時刻 t における第一の検波回路 4 の出力レベルを a_t

時刻 t における第二の検波回路の出力レベルを b_t

時刻 t における希望波の低雑音増幅器 3 の入端の入力レベルを d_t

時刻 t における非希望波の低雑音増幅器 3 の入端の入力レベルを u_t

【0037】ここで、計算を簡単にするために、仮に、中間周波フィルタ 7 が通過帯域の減衰率が 0 dB で通過帯域外の減衰率が無限大とすると、希望波のレベルと非希望波のレベルとは以下の式で表される。以下の式で k_1 、 k_2 は比例定数である。

【数 7】

$$d_t = \frac{b_t}{k_2 A_t} \quad (7)$$

【数 8】

$$u_t = \frac{a_t}{k_1} - \frac{b_t}{k_2 A_t} \quad (8)$$

【0038】先ず最初に時刻 t において、希望波の低雑音増幅器 3 への入力レベル d_t が、非希望波の低雑音増幅器 3 への入力レベル u_t より小さいとき（即ち $d_t < u_t$ ）には、混変調の観点から混合器 5 に入力される非希望波のレベルが問題となるので、 AGC 電圧処理回路 12 には混合器 5 で発生する混変調のレベルが最大許容レベル以下となるように低雑音増幅器 3 の利得 A_{t+1} を数式 (9) で示すように制御する。

【数 9】

$$A_{t+1} = \frac{X}{u_t} = \frac{k_1 k_2 A_t X}{k_2 a_t A_t - k_1 b_t} \quad (9)$$

【0039】また、混合器 9、10 に入力されるレベルは Z でなければならないので、 AGC 電圧処理回路 12 は中間周波増幅器 8 の利得 B_{t+1} を数式 (10) で示すように制御する。

【数 10】

$$B_{t+1} = \frac{Z}{A_t d_t} = \frac{k_2 Z}{A_t d_t} \quad (10)$$

【0040】次に、時刻 t において、希望波の低雑音増幅器 3 への入力レベル d_t が、非希望波の低雑音増幅器 3 への入力レベル u_t より大きいとき（即ち $d_t > u_t$ ）

t ）には、低雑音増幅器 3 から中間周波増幅器 8 までの総合 NF に着目して NF が所定レベルとなるように低雑音増幅器 3 の利得 A_{t+1} を数式 (11) で示すように制御する。

【数 11】

$$A_{t+1} = \frac{Y}{d_t} = \frac{k_2 A_t Y}{b_t} \quad (11)$$

【0041】また、混合器 9、10 に入力されるレベルは Z でなければならないので、 AGC 電圧処理回路 12 は中間周波増幅器 8 の利得 B_{t+1} を数式 (12) で示すように制御する。

【数 12】

$$B_{t+1} = \frac{Z}{A_t d_t} = \frac{k_2 Z}{A_t d_t} \quad (12)$$

【0042】

【発明の効果】以上のように、本発明のデジタルテレビジョン受信用チューナは、中間周波フィルタの前段に低雑音増幅器を設け、中間周波フィルタの後段に中間周波増幅器を設け、 AGC 電圧処理回路によって、低雑音増幅器と中間周波増幅器との利得を制御しているので、低雑音増幅器と中間周波増幅器との利得を最適な大きさに組み合わせにできる。

【0043】また、本発明のデジタルテレビジョン受信用チューナの第一の検波回路は、低雑音増幅器の出力を検波し、第二の検波回路は中間周波増幅器の出力を検波するので低雑音増幅器と中間周波増幅器との出力レベルをフィードバックして、低雑音増幅器と中間周波増幅器との利得を正確に制御できる。

【0044】また、本発明のデジタルテレビジョン受信用チューナは、希望波の低雑音増幅器への入力レベルが、非希望波の低雑音増幅器への入力レベルより小さいときには、混合器で発生する混変調のレベルが所定以下となるように低雑音増幅器の利得を制御するので、混変調を抑えることができる。

【0045】また、本発明のデジタルテレビジョン受信用チューナは、希望波の低雑音増幅器への入力レベルが、非希望波の低雑音増幅器への入力レベルより小さいときには、低雑音増幅器から中間周波増幅器までの総合の NF が所定レベルとなるように低雑音増幅器の利得を制御するので NF を所定レベル以下に抑えることができる。

【0046】また、本発明のデジタルテレビジョン受信用チューナは、中間周波増幅器の出力レベルが所定値になるように AGC 制御回路で中間周波増幅器を制御しているので、デジタルテレビジョン受信用チューナの出力レベルを所定値にできる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】本発明のデジタルテレビジョン受信用チューナ

の構成図である。

【図2】本発明のデジタルテレビジョン受信用チューナの他の実施例を示す構成図である。

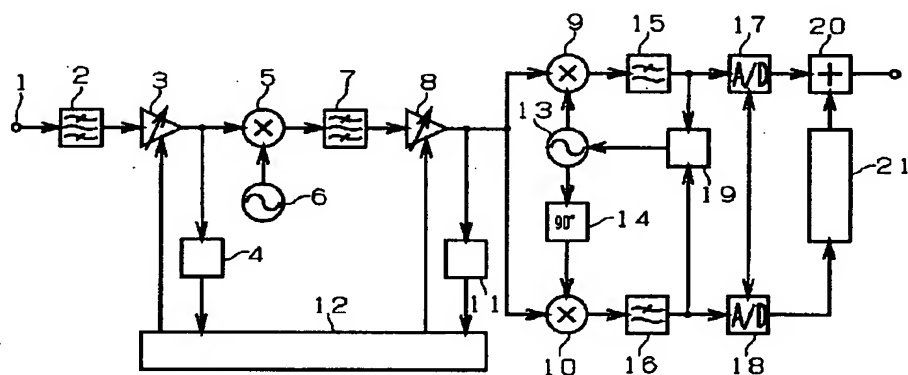
【図3】従来のデジタルテレビジョン受信用チューナの構成図である。

【符号の説明】

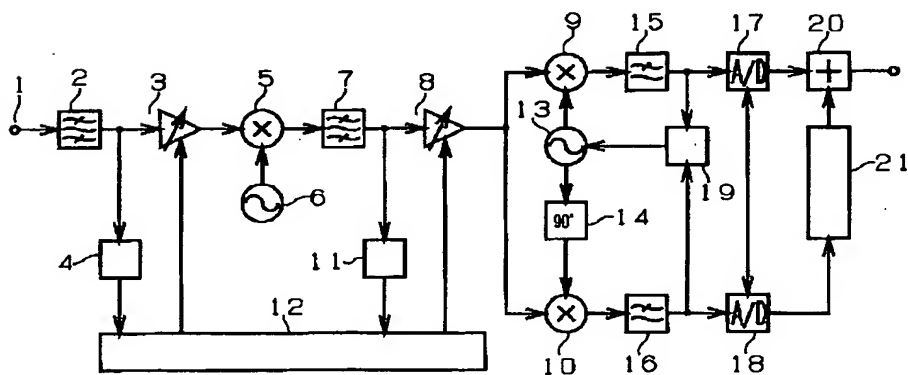
- 1 入力端
- 2 バンドパスフィルタ
- 3 低雑音増幅器
- 4 第一の検波回路
- 5 混合器
- 6 第一の局部発振器

- 7 中間周波フィルタ
- 8 中間周波増幅器
- 9、10 混合器
- 11 第二の検波回路
- 12 AGC電圧処理回路
- 13 第二の局部発振器
- 14 位相器
- 15、16 ローパスフィルタ
- 17、18 アナログ・デジタル変換器
- 19 パイロット信号抽出回路
- 20 加算器
- 21 ヒルベルトフィルタ

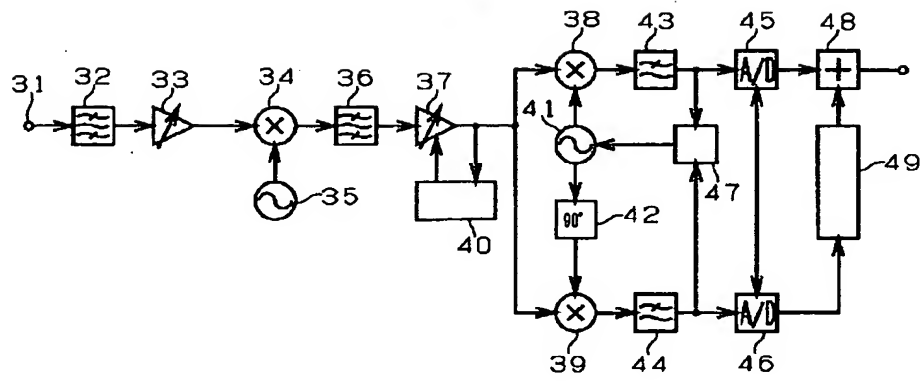
【図1】



【図2】



【図3】



PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2001-136447

(43)Date of publication of application : 18.05.2001

(51)Int.Cl.

H04N 5/44

H04B 1/10

H04B 1/26

(21)Application number : 11-317703

(71)Applicant : ALPS ELECTRIC CO LTD

(22)Date of filing : 09.11.1999

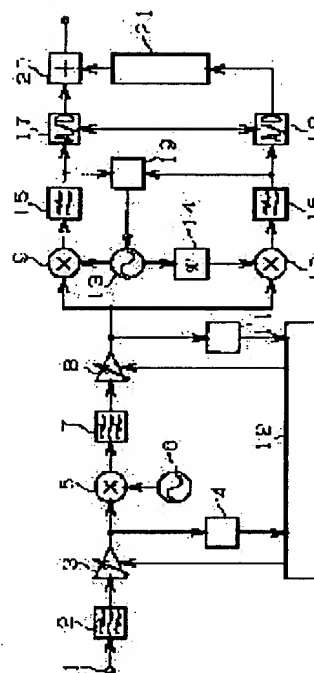
(72)Inventor : SUZUKI TAKEO

(54) DIGITAL TELEVISION RECEIVING TUNER

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To realize a digital television receiving tuner that causes no cross modulation independently of a level of a desired wave and an undesired wave with an excellent noise figure.

SOLUTION: A low noise amplifier 3 amplifies a received desired wave and a received undesired wave, a mixer 5 converts the desired wave into an intermediate frequency signal, an intermediate frequency filter 7 extracts an intermediate frequency signal of the desired wave, and an intermediate frequency amplifier 8 amplifies the extracted signal. Furthermore, the outputs of the low noise amplifier 3 and the intermediate frequency amplifier 8 are detected, an AGC voltage processing circuit 12 controls the gain of the low noise amplifier 3 depending on the output level of the low noise amplifier 3 and the intermediate frequency amplifier 8 and the AGC voltage processing circuit 12 controls the gain of the intermediate frequency amplifier 8 in response to the outputs of the low noise amplifier 3 and the intermediate frequency amplifier 8.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 31.01.2003

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's]

decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2000 Japan Patent Office

* NOTICES *

Japan Patent Office is not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. **** shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

CLAIMS

[Claim(s)]

[Claim 1] It is the tuner for digital television reception characterized by what it has the following and is characterized by the aforementioned AGC voltage processing circuit controlling the gain of the aforementioned intermediate frequency amplifier by the output of the first detector circuit of the above, and the second detector circuit of the above while controlling the gain of the aforementioned low noise amplifier by the output of the first detector circuit of the above, and the second detector circuit of the above. The low noise amplifier of the wide band which amplifies the received digital television signal. The mixer which changes into an intermediate frequency signal the aforementioned digital television signal amplified by the aforementioned low noise amplifier. The intermediate frequency filter which makes the aforementioned intermediate frequency signal a passband. The AGC voltage processing circuit which the output of the intermediate frequency amplifier which amplifies the intermediate frequency signal which passed the aforementioned intermediate frequency filter, the first detector circuit which detects the signal of the preceding paragraph from the aforementioned intermediate frequency filter, the second detector circuit which detects a latter signal from the aforementioned intermediate frequency filter, the first detector circuit of the above, and the second detector circuit of the above is inputted, and controls the gain of the aforementioned low noise amplifier and the aforementioned intermediate frequency amplifier.

[Claim 2] It is the tuner for digital television reception according to claim 1 characterized by for the first detector circuit of the above detecting the output of the aforementioned low noise amplifier, and the second detector circuit of the above detecting the output of the aforementioned intermediate frequency amplifier.

[Claim 3] The tuner for digital television reception according to claim 2 characterized by to control the gain of the aforementioned low noise amplifier by the aforementioned AGC voltage processing circuit so that the level of the cross modulation generated in the aforementioned mixer becomes below predetermined, when the input level to the aforementioned low noise amplifier of the wave of choice which consists of a digital television signal which should be received is smaller than the input level to the aforementioned low noise amplifier of the non-wishing wave which consists of other digital television signals and analog television signals.

[Claim 4] The tuner for digital television reception according to claim 3 characterized by controlling the gain of the aforementioned low noise amplifier by the aforementioned AGC voltage processing circuit so that the level of the non-wishing wave inputted into the aforementioned mixer serves as predetermined, when the input level to the aforementioned low noise amplifier of the aforementioned wave of choice is smaller than the input level to the aforementioned low noise amplifier of the aforementioned non-wishing wave.

[Claim 5] The tuner for digital television reception according to claim 3 or 4 characterized by controlling the gain of the aforementioned low noise amplifier by the aforementioned AGC voltage processing circuit so that the noise figure of synthesis from the aforementioned low noise amplifier to the aforementioned intermediate frequency amplifier serves as predetermined level when the input level to the aforementioned low noise amplifier of the aforementioned wave of choice is larger than the input level to the aforementioned low noise amplifier of the

aforementioned non-wishing wave.

[Claim 6] The tuner for digital television reception according to claim 5 characterized by controlling the gain of the aforementioned low noise amplifier by the aforementioned AGC voltage processing circuit so that the level of the wave of choice inputted into the aforementioned mixer serves as predetermined, when the input level to the aforementioned low noise amplifier of the aforementioned wave of choice is larger than the input level to the aforementioned low noise amplifier of the aforementioned non-wishing wave.

[Claim 7] the claim 3 characterized by the aforementioned AGC voltage processing circuit controlling the gain of the aforementioned intermediate frequency amplifier to make the output level of the aforementioned intermediate frequency amplifier into a predetermined value, or 6 -- the tuner for digital television reception given in any they are

[Translation done.]

* NOTICES *

Japan Patent Office is not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1.This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.

2.**** shows the word which can not be translated.

3.In the drawings, any words are not translated.

DETAILED DESCRIPTION

[Detailed Description of the Invention]

[0001]

[The technical field to which invention belongs] this invention relates to the tuner for digital television reception which restores to the digital television signal transmitted by the so-called ground wave or the so-called cable, and outputs baseband signaling.

[0002]

[Description of the Prior Art] Drawing 3 is the block diagram of the tuner for digital television reception which the artificer considered from the former, and the analog television signal (it names generically and is called a television signal) other than a digital television signal is inputted into the input edge 31. The inputted television signal passes a band pass filter 32 and the low noise amplifier 33 of a wide band one by one, and is inputted into the mixer 34 which is a frequency-conversion means. The television signal inputted is arranged by the channel (example of a U.S. television channel) assigned in the about 55 to 806MHz predetermined-frequency band, and the digital television signal is arranged in many cases by contiguity at the channel assigned to the analog television signal. The digital television signal which should be received below is called wave of choice, and other digital television signals and analog television signals are called non-wishing wave. Moreover, the soffit of the band of the channel of a digital television signal is overlapped on the pilot signal for reproducing a carrier.

[0003] The first local oscillation signal for frequency conversion outputted from the first local oscillator 35 is inputted into a mixer 34. The first local oscillator 35 is controlled by the PLL circuit (not shown), and the frequency of the first local oscillation signal changes from about 1055MHz to 1806MHz so that the difference may be set to 1000MHz corresponding to the frequency of the wave of choice. Therefore, the signal (it is called an intermediate frequency signal) of the wave of choice by which frequency conversion was carried out to 1000MHz is acquired, and only the intermediate frequency signal of the wave of choice is extracted from a mixer 34 by the intermediate frequency filter 36 prepared in the next step. The intermediate frequency filter 36 consists of band pass filters, center frequency is 1000MHz and pass band width is 6MHz.

[0004] After an intermediate frequency signal is amplified by the intermediate frequency amplifier 37, while it is inputted into two mixers 38 and 39 used as the mixed means for a I/Q recovery, the output of the intermediate frequency amplifier 37 is inputted into a detector circuit 40. The AGC voltage outputted from a detector circuit 40 changes the gain of the intermediate frequency amplifier 37 so that the output level of the intermediate frequency amplifier 37 may turn into predetermined level. Since the intermediate frequency is made higher than the highest frequency of the television signal inputted into the input edge 31, the frequency of the signal which causes image disturbance with a mixer 34 is set to 2000MHz or more. Since these signals are removed by the band pass filter 32, in a mixer 34, image disturbance has stopped being able to happen easily.

[0005] In addition, although the second local oscillation signal for a recovery is inputted into mixers 38 and 39 from the second local oscillator 41 used as the local oscillation means for a recovery, the direct input of the second local oscillation signal is carried out to one mixer 38, and

the second local oscillation signal which shifted 90 degrees with the phase vessel 42 is inputted into the mixer 39 of another side.

[0006] Since the frequency of the Second Bureau section oscillation signal is controlled here to become the same as pilot-signal Pd in the intermediate frequency signal of the wave of choice (after-mentioned), from mixers 38 and 39, two baseband signaling which is in orthogonality relation mutually [a 0-6MHz band] is outputted to each. That is, from one mixer 38, a Q signal (quadrature component) is outputted from the mixer 39 of a I signal (in-phase component) and another side. However, since the intermediate frequency signal of an adjacent channel is completely unremovable with the intermediate frequency filter 36, the baseband signaling of a bottom contiguity channel is also outputted on slight level. In order to process subsequent processing in digital one, after each baseband signaling passes along low pass filters 43 and 44 in each, it is inputted into analog-to-digital converters (henceforth an A/D converter) 45 and 46.

[0007] And since the pilot signal on which the intermediate frequency signal of the wave of choice is overlapped also reveals slightly mixers 38 and 39 and low pass filters 43 and 44 and is outputted, the pilot-signal extraction circuit 47 extracts this, it controls by the PLL circuit (not shown) based on this, and the oscillation frequency of the second local oscillator 41 is made to become the same as the frequency of a pilot signal. Therefore, the second local oscillation signal is easily generable using a pilot signal.

[0008] Although the frequency component of the digital I signal outputted from A/D converters 45 and 46 and a digital Q signal is based also on the sampling frequency when carrying out digital conversion, it is distributed to about about tenMHz.

[0009] And while a digital I signal is inputted into the adder 48 which is an addition means, after a digital Q signal lets the Hilbert filter 49 pass, it is inputted into an adder 48. The Hilbert filter works so that it may be a **** thing and the phase of a digital Q signal may be returned to the Hilbert transform theory 90 degrees at a dimension. Although the Hilbert filter 49 may be formed in the preceding paragraph of A/D converter 46, processing in digital one with easier preparing in the latter part can be performed. Moreover, the composition of the Hilbert filter 49 also becomes easy.

[0010]

[Problem(s) to be Solved by the Invention] As mentioned above, the gain of a low noise amplifier 33 was being fixed with the composition which the artificer considered conventionally. For this reason, when the level of the television signal inputted is large, the level inputted into a mixer 34 also becomes large proportionally, and the modulation ***** (ed) especially with the mixer 34 poses a problem. When a digital television and an analog television signal are intermingled especially, since the level of an analog television signal is set up more greatly than the level of a digital television signal, the level of the analog television signal which is a non-wishing wave affects cross modulation greatly. Moreover, if gain of a low noise amplifier 33 is made low in order to prevent cross modulation, the opposite problem that the noise figure NF of synthesis from a low noise amplifier 33 to the intermediate frequency amplifier 37 (Noise Figure) becomes large will also be produced.

[0011] Then, irrespective of the size of the mutual level of the wave of choice, and a non-wishing wave, this invention makes below predetermined level of the cross modulation generated with a mixer, and aims at realizing the digital television tuner which can hold down the noise figure of synthesis from a low noise amplifier to the intermediate frequency amplifier to below predetermined level.

[0012]

[Means for Solving the Problem] In order to solve the above-mentioned technical problem, the tuner for digital television reception of this invention The intermediate frequency mixer which changes the wave of choice which received into an intermediate frequency signal, and the intermediate frequency filter which consists of a band pass filter prepared in the latter part of an intermediate frequency mixer, The low noise amplifier prepared in the preceding paragraph of an intermediate frequency filter, and the intermediate frequency amplifier prepared in the latter part of an intermediate frequency filter, The first detector circuit which detects the signal of the preceding paragraph from an intermediate frequency filter, and the second detector circuit which

detects a latter signal from an intermediate frequency filter, It has the AGC control circuit which controls the gain of a low noise amplifier and the intermediate frequency amplifier, and according to the output level of the first detector circuit and the second detector circuit, it interlocks and the gain of the first amplifier and a low noise amplifier is controlled by the AGC control circuit.

[0013] Moreover, in the tuner for digital television reception of this invention, the first detector circuit detects the output level of a low noise amplifier, and the second detector circuit detects the output level of the intermediate frequency amplifier.

[0014] Moreover, the tuner for digital television reception of this invention is amplified by the low noise amplifier on the greatest level which cross modulation does not generate in an intermediate frequency mixer.

[0015] Moreover, the AGC control circuit of the tuner for digital television reception of this invention controls the gain of the intermediate frequency amplifier to carry out the predetermined value of the output level of the intermediate frequency amplifier.

[0016] Moreover, the tuner for digital television reception of this invention controls the gain of a low noise amplifier and the intermediate frequency amplifier within limits to which a synthetic noise figure [intermediate frequency amplifier / a low noise amplifier and] does not get worse by the AGC control circuit, when the level of the wave of choice inputted into an intermediate frequency filter to the level of the non-wishing wave which adjoins the wave of choice inputted into an intermediate frequency filter is large.

[0017]

[Embodiments of the Invention] Hereafter, the first example of the digital television tuner of this invention is explained based on drawing 1 . Drawing 1 is the block diagram of the digital television tuner of this invention, and the analog television signal (it names generically and is called a television signal) other than a digital television signal is inputted into the input edge 1. The inputted television signal passes a band pass filter 32 and the low noise amplifier 33 of a wide band one by one, and is inputted into the mixer 34 which is a frequency-conversion means. The television signal inputted is arranged by the channel (example of a U.S. television channel) assigned in the about 55 to 806MHz predetermined-frequency band, and the digital television signal is arranged by the channel which adjoins the channel of an analog television signal. The digital television signal which should be received below is called wave of choice, and other digital television signals and analog television signals are called non-wishing wave. Moreover, the soffit of the band of the channel of a digital television signal is overlapped on the pilot signal for reproducing a carrier. The wave of choice and the non-wishing wave which were inputted pass a band pass filter 2 and the low noise amplifier 3 of a wide band one by one, and are inputted into the mixer 5 which is a frequency-conversion means. Moreover, the output of a low noise amplifier 3 is inputted into the AGC voltage processing circuit 12 mentioned later through the first detector circuit 4.

[0018] The first local oscillation signal for frequency conversion outputted from the first local oscillator 6 with the wave of choice and a non-wishing wave is inputted into a mixer 5. The first local oscillator 6 is controlled by the PLL circuit (not shown), and the frequency of the first local oscillation signal changes from about 1055MHz to 1806MHz so that the difference may be set to 1000MHz corresponding to the frequency of the wave of choice. Therefore, the signal (it is called an intermediate frequency signal) of the wave of choice by which frequency conversion was carried out to 1000MHz is acquired, and only the intermediate frequency signal of the wave of choice is extracted from a mixer 5 by the intermediate frequency filter 7 prepared in the next step. The intermediate frequency filter 7 consists of band pass filters, center frequency is 1000MHz and pass band width is 6MHz.

[0019] After an intermediate frequency signal is amplified by the intermediate frequency amplifier 8, it is inputted into two mixers 9 and 10 used as the mixed means for a I/Q recovery. Moreover, the output of the intermediate frequency amplifier 8 is inputted into the AGC voltage processing circuit 12 through the second detector circuit 11.

[0020] The AGC voltage processing circuit 12 generates the AGC voltage which carries out data processing of the output level of the first detector circuit 4 and the output level of the second detector circuit 11 in Time t, and is applied to a low noise amplifier 3, and the AGC voltage

applied to the intermediate frequency amplifier 8, and controls the gain of the low noise amplifier 3 and intermediate frequency amplifier 8 in the time $t+1$ after predetermined-time progress. In this case, the AGC voltage processing circuit 12 is controlled so that the noise figure (NF) of synthesis from the cross modulation generated with a mixer 5 and a low noise amplifier 3 to the intermediate frequency amplifier 8 becomes below predetermined level.

[0021] Hereafter, the level relation to each point from the input edge of a low noise amplifier 3 to the outgoing end of the intermediate frequency amplifier 8 is defined as follows in explaining operation of the AGC voltage processing circuit 12.

When NF of synthesis of the greatest level of the non-wishing wave in the outgoing end of the low noise amplifier 3 in case the cross modulation generated with a mixer 5 serves as the maximum permissible level from the X low noise amplifier 3 to the intermediate frequency amplifier 8 serves as the maximum permissible level The minimum level of the wave of choice in the outgoing end of ***** 3 The required input level in the input edge of the Y mixers 9 and 10 The gain of the low noise amplifier 3 in the Z time t The gain of the intermediate frequency amplifier 8 in the At time t It is u_t [0022] about the input level of the input edge of the low noise amplifier 3 of a non-wishing wave [in / the d_t time t / for the input level of the ON edge of the low noise amplifier 3 of the wave / in / the b_t time t / for the output level of the second detector circuit / in / the a_t time t / for the output level of the first detector circuit 4 in the B_t time t] of choice]. Here, in order to simplify calculation, the intermediate frequency filter 7 is temporarily expressed with the formula of the following [level / the level d_t of the wave of choice and the level u_t of a non-wishing wave / in Time t], when / the attenuation factor of a passband / 0dB / the attenuation factor besides a passband is infinite. k_1 and k_2 are proportionality constants by the following formulas.

[Equation 1]

$$d_t = \frac{b_t}{k_2 A_t B_t} \quad (1)$$

[Equation 2]

$$u_t = \frac{1}{k_2 A_t} \left(a_t - \frac{k_1 b_t}{k_2 B_t} \right) \quad (2)$$

[0023] It sets at Time t first. when the input level d_t to the low noise amplifier 3 of the wave of choice is smaller than the input level u_t to the low noise amplifier 3 of a non-wishing wave (namely, $d_t \leq u_t$) Since the level of the non-wishing wave inputted into a mixer 5 poses a problem from a viewpoint of cross modulation, in the AGC voltage processing circuit 12, gain A_{t+1} of a low noise amplifier 3 is controlled so that a formula (3) shows that the level of the cross modulation generated with a mixer 5 becomes below the maximum permissible level.

[Equation 3]

$$A_{t+1} = \frac{X}{u_t} = \frac{k_2^2 A_t B_t X}{k_2 a_t B_t - k_1 b_t} \quad (3)$$

[0024] Moreover, since the level inputted into mixers 9 and 10 must be Z, the AGC voltage processing circuit 12 controls gain B_{t+1} of the intermediate frequency amplifier 8 so that a formula (4) shows.

[Equation 4]

$$B_{t+1} = \frac{Z}{A_t d_t} = \frac{k_2 B_t Z}{b_t} \quad (4)$$

[0025] Next, in Time t , when the input level d_t to the low noise amplifier 3 of the wave of choice is larger than the input level u_t to the low noise amplifier 3 of a non-wishing wave (namely, $d_t > u_t$), it controls gain A_{t+1} of a low noise amplifier 3 so that a formula (5) shows that NF serves as predetermined level from a low noise amplifier 3 paying attention to the synthesis NF to the intermediate frequency amplifier 8.

[Equation 5]

$$A_{t+1} = \frac{Y}{d_t} = \frac{k_2 A_t B_t Y}{b_t} \quad (5)$$

[0026] Moreover, since the level inputted into mixers 9 and 10 must be Z, the AGC voltage processing circuit 12 controls gain B_{t+1} of the intermediate frequency amplifier 8 so that a formula (6) shows.

[Equation 6]

$$B_{t+1} = \frac{Z}{A_t d_t} = \frac{k_2 Z B_t}{b_t} \quad (6)$$

[0027] Since frequency of an intermediate frequency signal is made higher than the highest frequency of the television signal inputted into the input edge 1, the frequency of the signal which causes image disturbance with a mixer 5 is set to 2000MHz or more. Since these signals are removed by the band pass filter 2, in a mixer 5, image disturbance has stopped being able to happen easily.

[0028] In addition, although the second local oscillation signal for a recovery is inputted into mixers 9 and 10 from the second local oscillator 13 used as the local oscillation means for a recovery, the direct input of the second local dispatch signal is carried out to one mixer 9, and the second local dispatch signal which shifted 90 degrees with the phase vessel 14 is inputted into the mixer 10 of another side.

[0029] Since the frequency of the Second Bureau section oscillation signal is controlled here to become the same as pilot-signal Pd in the intermediate frequency signal of the wave of choice (after-mentioned), from mixers 9 and 10, two baseband signaling which is in orthogonality relation mutually [a 0-6MHz band] is outputted to each. That is, from one mixer 9, a Q signal (quadrature component) is outputted from the mixer 10 of a I signal (in-phase component) and another side. However, since the intermediate frequency signal of an adjacent channel is completely unremovable with the intermediate frequency filter 7, the baseband signaling of a bottom contiguity channel is also outputted on slight level. In order to process subsequent processing in digital one, after each baseband signaling passes along low pass filters 15 and 16 in each, it is inputted into analog-to-digital converters (henceforth an A/D converter) 17 and 18.

[0030] And since the pilot signal on which the intermediate frequency signal of the wave of choice is overlapped also reveals slightly mixers 9 and 10 and low pass filters 15 and 16 and is outputted, the pilot-signal extraction circuit 19 extracts this, it controls by the PLL circuit (not shown) based on this, and the oscillation frequency of the second local oscillator 13 is made to become the same as the frequency of a pilot signal. Therefore, the second local oscillation signal is easily generable using a pilot signal.

[0031] Although the frequency component of the digital I signal outputted from A/D converters 17 and 18 and a digital Q signal is based also on the sampling frequency when carrying out digital conversion, it is distributed to about about tenMHz.

[0032] And while a signal digital [I] is inputted into the adder 20 which is an addition means, after a digital Q signal lets the Hilbert filter 21 pass, it is inputted into an adder 20. The Hilbert filter works so that it may be a **** thing and the phase of a digital Q signal may be returned to the Hilbert transform theory 90 degrees at a dimension. Although the Hilbert filter 21 may be formed in the preceding paragraph of A/D converter 18, processing in digital one with easier preparing in the latter part can be performed. Moreover, the composition of the Hilbert filter 21 also becomes easy.

[0033] Drawing 2 is the block diagram showing the second example of this invention. In this second example, the difference part with the first example shown in drawing 1 is the point that the first detector circuit 4 is detecting the input level of a low noise amplifier 3, and the second detector circuit 11 is detecting the input level of the intermediate frequency amplifier 8.

[0034] the second example **** shown in drawing 2 -- the function and operation of a band pass filter 2, the first local oscillator 6, the intermediate frequency mixer 5, the intermediate frequency filter 7, mixers 9 and 10, the second local oscillator 13, the phase machine 14, low

pass filters 15 and 16, A/D converters 17 and 18, the pilot-signal extraction circuit 19, an adder 20, and Hilbert filter 21 grade The explanation which overlaps since it is the same as that of the first example shown in drawing 1 is omitted.

[0035] The output of a band pass filter 2 is inputted into a low noise amplifier 3 and the first detector circuit 4 in drawing 2. Moreover, the output of the intermediate frequency filter 7 is inputted into the second detector circuit 11 and intermediate frequency amplifier 8. The AGC voltage processing circuit 12 controls the gain of a low noise amplifier 3 and the intermediate frequency amplifier 8 from the output level of the first detector circuit 4, and the output level of the second detector circuit 11.

[0036] Hereafter, the level relation to each point from the input edge of a low noise amplifier 3 to the outgoing end of the intermediate frequency amplifier 8 is defined as follows in explaining operation of the AGC voltage processing circuit 12.

When NF of synthesis of the greatest level of the non-wishing wave in the outgoing end of the low noise amplifier 3 in case the cross modulation generated with a mixer 5 serves as the maximum permissible level from the X low noise amplifier 3 to the intermediate frequency amplifier 8 serves as the maximum permissible level The minimum level of the wave of choice in the outgoing end of ***** 3 The required input level in the input edge of the Y mixers 9 and 10 The gain of the low noise amplifier 3 in the Z time t The gain of the intermediate frequency amplifier 8 in the At time t It is ut [0037] about the input level of the input edge of the low noise amplifier 3 of a non-wishing wave [in / the dt time t / for the input level of the ON edge of the low noise amplifier 3 of the wave / in / the bt time t / for the output level of the second detector circuit / in / the at time t / for the output level of the first detector circuit 4 in the Bt time t]] of choice]. Here, in order to simplify calculation, the intermediate frequency filter 7 is temporarily expressed with the formula of the following [level / of a non-wishing wave / the level of the wave of choice and], when / the attenuation factor of a passband / 0dB / the attenuation factor besides a passband is infinite. k1 and k2 are proportionality constants by the following formulas.

[Equation 7]

$$d_t = \frac{b_t}{k_2 A_t} \quad (7)$$

[Equation 8]

$$u_t = \frac{a_t}{k_1} - \frac{b_t}{k_2 A_t} \quad (8)$$

[0038] It sets at Time t first. when the input level dt to the low noise amplifier 3 of the wave of choice is smaller than the input level ut to the low noise amplifier 3 of a non-wishing wave (namely, $dt \leq ut$) Since the level of the non-wishing wave inputted into a mixer 5 poses a problem from a viewpoint of cross modulation, in the AGC voltage processing circuit 12, gain A_{t+1} of a low noise amplifier 3 is controlled so that a formula (9) shows that the level of the cross modulation generated with a mixer 5 becomes below the maximum permissible level.

[Equation 9]

$$A_{t+1} = \frac{X}{u_t} = \frac{k_1 k_2 A_t X}{k_2 a_t A_t - k_1 b_t} \quad (9)$$

[0039] Moreover, since the level inputted into mixers 9 and 10 must be Z, the AGC voltage processing circuit 12 controls gain B_{t+1} of the intermediate frequency amplifier 8 so that a formula (10) shows.

[Equation 10]

$$B_{t+1} = \frac{Z}{A_t d_t} = \frac{k_2 Z}{b_t} \quad (10)$$

[0040] Next, in Time t, when the input level dt to the low noise amplifier 3 of the wave of choice is larger than the input level ut to the low noise amplifier 3 of a non-wishing wave (namely,

dt>ut), it controls gain A_{t+1} of a low noise amplifier 3 so that a formula (11) shows that NF serves as predetermined level from a low noise amplifier 3 paying attention to the synthesis NF to the intermediate frequency amplifier 8.

[Equation 11]

$$A_{t+1} = \frac{Y}{d_t} = \frac{k_2 A_t Y}{b_t} \quad (11)$$

[0041] Moreover, since the level inputted into mixers 9 and 10 must be Z, the AGC voltage processing circuit 12 controls gain B_{t+1} of the intermediate frequency amplifier 8 so that a formula (12) shows.

[Equation 12]

$$B_{t+1} = \frac{Z}{A_t d_t} = \frac{k_2 Z}{b_t} \quad (12)$$

[0042]

[Effect of the Invention] As mentioned above, since the tuner for digital television reception of this invention prepares a low noise amplifier in the preceding paragraph of an intermediate frequency filter, prepares the intermediate frequency amplifier in the latter part of an intermediate frequency filter and is controlling the gain of a low noise amplifier and the intermediate frequency amplifier by the AGC voltage processing circuit, gain of a low noise amplifier and the intermediate frequency amplifier is made as for it to the combination of the optimal size.

[0043] Moreover, the first detector circuit of the tuner for digital television reception of this invention detects the output of a low noise amplifier, and since the second detector circuit detects the output of the intermediate frequency amplifier, it feeds back the output level of a low noise amplifier and the intermediate frequency amplifier, and it can control correctly the gain of a low noise amplifier and the intermediate frequency amplifier.

[0044] Moreover, since the tuner for digital television reception of this invention controls the gain of a low noise amplifier so that the level of the cross modulation generated with a mixer becomes below predetermined when the input level to the low noise amplifier of the wave of choice is smaller than the input level to the low noise amplifier of a non-wishing wave, it can stop cross modulation.

[0045] Moreover, since the tuner for digital television reception of this invention controls the gain of a low noise amplifier so that NF of synthesis from a low noise amplifier to the intermediate frequency amplifier serves as predetermined level when the input level to the low noise amplifier of the wave of choice is smaller than the input level to the low noise amplifier of a non-wishing wave, it can hold down NF to below predetermined level.

[0046] Moreover, since the tuner for digital television reception of this invention is controlling the intermediate frequency amplifier by the AGC control circuit so that the output level of the intermediate frequency amplifier becomes a predetermined value, the output level of the tuner for digital television reception is made as for it to a predetermined value.

[Translation done.]

* NOTICES *

Japan Patent Office is not responsible for any damages caused by the use of this translation.

- 1.This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
- 2.**** shows the word which can not be translated.
- 3.In the drawings, any words are not translated.

DESCRIPTION OF DRAWINGS

[Brief Description of the Drawings]

[Drawing 1] It is the block diagram of the tuner for digital television reception of this invention.

[Drawing 2] It is the block diagram showing other examples of the tuner for digital television reception of this invention.

[Drawing 3] It is the block diagram of the conventional tuner for digital television reception.

[Description of Notations]

- 1 Input Edge
- 2 Band Pass Filter
- 3 Low Noise Amplifier
- 4 First Detector Circuit
- 5 Mixer
- 6 First Local Oscillator
- 7 Intermediate Frequency Filter
- 8 Intermediate Frequency Amplifier
- 9 Ten Mixer
- 11 Second Detector Circuit
- 12 AGC Voltage Processing Circuit
- 13 Second Local Oscillator
- 14 Phase Machine
- 15 16 Low pass filter
- 17 18 Analog-to-digital converter
- 19 Pilot-Signal Extraction Circuit
- 20 Adder
- 21 Hilbert Filter

[Translation done.]

*** NOTICES ***

Japan Patent Office is not responsible for any damages caused by the use of this translation.

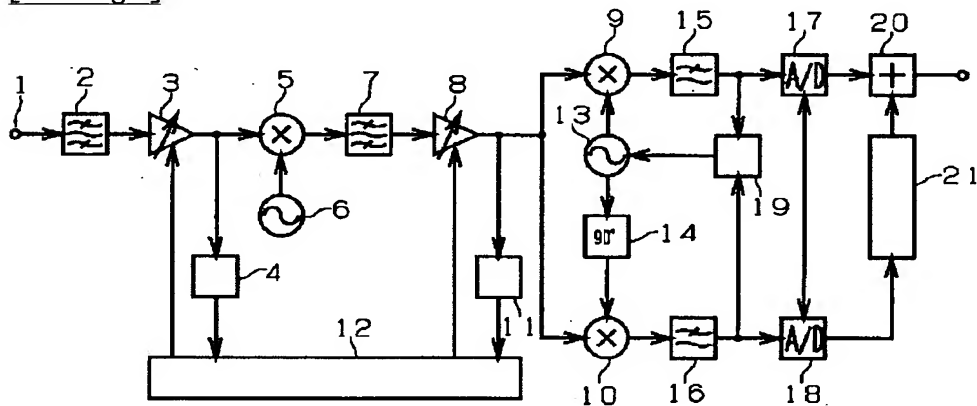
1.This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.

2.**** shows the word which can not be translated.

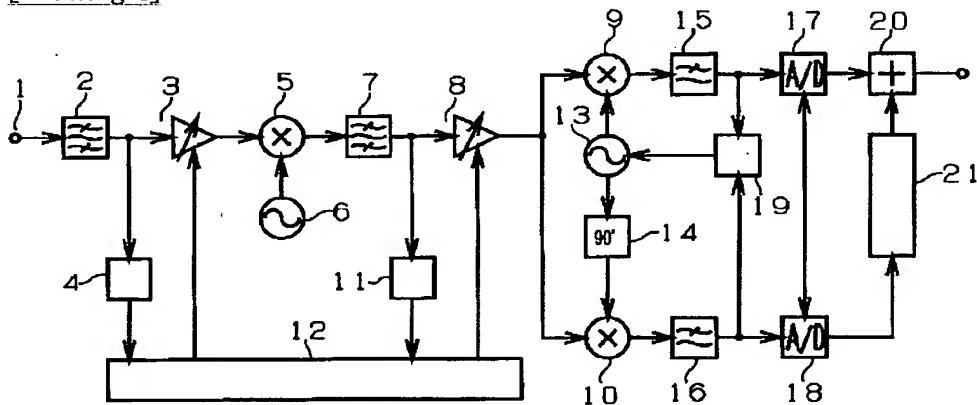
3. In the drawings, any words are not translated.

DRAWINGS

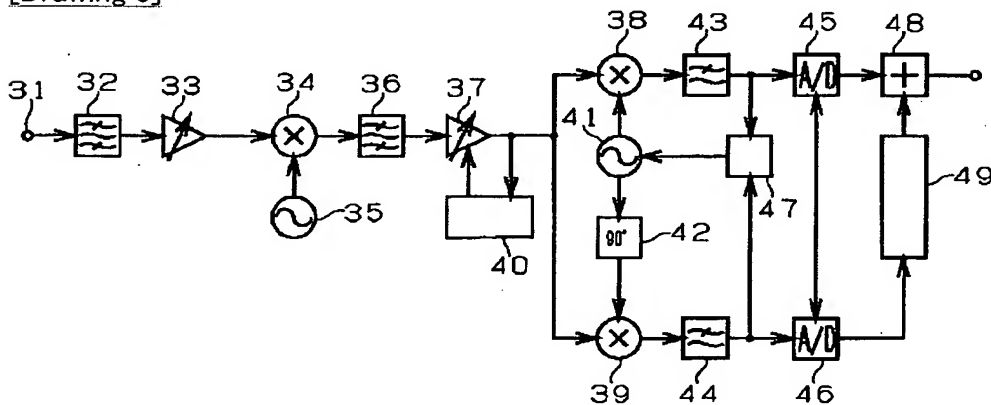
[Drawing 1]



[Drawing 2]



[Drawing 3]



[Translation done.]